

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision  
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-188568

(P2000-188568A)

(43)公開日 平成12年7月4日(2000.7.4)

| (51)Int.Cl. <sup>7</sup> | 識別記号 | F I     | テーマコード <sup>*</sup> (参考) |   |
|--------------------------|------|---------|--------------------------|---|
| H 0 4 B                  | 7/08 | H 0 4 B | 7/08                     | D |
| H 0 1 Q                  | 3/26 | H 0 1 Q | 3/26                     | Z |
| H 0 4 B                  | 1/10 | H 0 4 B | 1/10                     | W |
|                          | 7/10 |         | 7/10                     | A |
|                          | 7/26 | H 0 4 L | 1/06                     |   |

審査請求

未請求

請求項の数10

OL

(全 10 頁)

最終頁に続く

(21)出願番号 特願平11-288109

(22)出願日 平成11年10月8日(1999.10.8)

(31)優先権主張番号 特願平10-290359

(32)優先日 平成10年10月13日(1998.10.13)

(33)優先権主張国 日本(J P)

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 古賀 久雄

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(72)発明者 太郎丸 眞

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(74)代理人 100097445

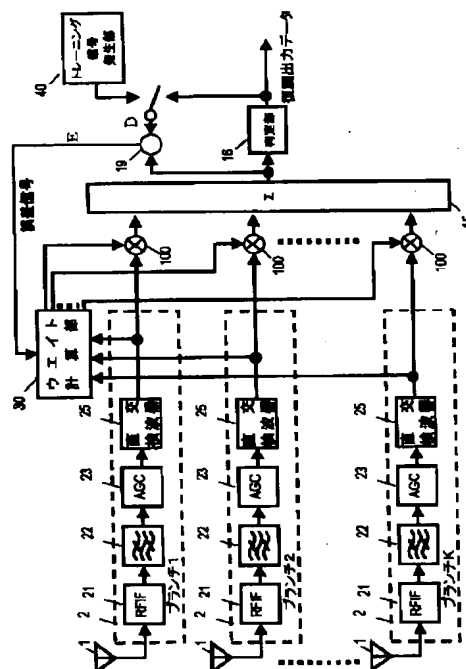
弁理士 岩橋 文雄 (外2名)

(54)【発明の名称】 受信装置

(57)【要約】

【課題】 時分割伝送方式における受信装置において、簡単な信号処理で、しかも合成ウエイトの収束速度が高速な、適応アレーダイバーシティ受信を行うことを目的とする。

【解決手段】 各アンテナ(ブランチ)1で受信された信号は受信回路2によりベースバンド信号へ変換され、複素乗算部100および複素加算部15により合成される。複素乗算部100のウエイトはウエイト計算部30で計算される。ウエイト計算部30のウエイト更新アルゴリズムにおいて、LMSにおけるステップサイズを可変とする。すなわち初期値を大きい値に設定し、各タイムスロットの中で時間の経過に応じて減少させ、タイムスロットが変わる度に初期化する。これにより、通常のLMSと同程度の演算量でウエイト更新の収束速度を高速化させることができる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】データをタイムスロットと呼ばれるブロックに時間的に分割して伝送される時分割伝送方式における受信装置であって、

複数のアンテナ毎に個別に設けられ、それぞれのアンテナで受信された信号を検波し、ベースバンド信号を出力する検波手段と、

前記ベースバンド信号に複素数のウェイトを乗じて加算合成する合成手段と、前記合成手段により加算合成された合成ベースバンド信号から送信シンボルを判定する判定手段と、

送られてくるはずの既知シンボルを参照信号として発生させる参照信号発生手段と、

前記合成ベースバンド信号と前記参照信号との誤差信号を出力する誤差検出手段と、

前記誤差信号と前記ベースバンド信号から各アンテナに対応するウェイトを算出し、このウェイトを逐次的に更新するウェイト計算手段とを有し、

前記ウェイト計算手段に於ける各ウェイトの更新量を、前記誤差信号、ステップサイズ関数、および各ベースバンド信号の積とし、

前記ステップサイズ関数を各タイムスロットの中で時間の経過に応じて小さくなる関数とし、タイムスロットが変わる度に初期化することを特徴とする受信装置。

【請求項 2】データをタイムスロットと呼ばれるブロックに時間的に分割して伝送される時分割伝送方式における受信装置であって、

複数のアンテナと、

アンテナ毎に設けられ、アンテナで受信された信号を検波し、ベースバンド信号を出力する検波手段と、

前記ベースバンド信号に複素数のウェイトを乗じて加算合成する合成手段と、

前記合成手段により加算合成された合成ベースバンド信号から送信シンボルを判定する判定手段と、

送られてくるはずの既知シンボルを参照信号として発生させる参照信号発生手段と、

前記合成ベースバンド信号と前記参照信号との誤差信号を出力する誤差検出手段と、

前記誤差信号と前記ベースバンド信号から前記各アンテナに対応するウェイトを算出し、このウェイトを逐次的に更新するウェイト計算手段とを有し、

前記ウェイト計算手段に於ける前記各ウェイトの更新量を、前記誤差信号、ステップサイズ関数、および前記各アンテナに対応する前記各ベースバンド信号の積とし、前記ステップサイズ関数は、各タイムスロットの中で時間と共に一定値に収束させ、タイムスロットが変わる度に初期化することを特徴とする受信装置。

【請求項 3】データをタイムスロットと呼ばれるブロックに時間的に分割して伝送される時分割伝送方式における受信装置であって、

複数のアンテナと、

アンテナ毎に設けられ、アンテナで受信された信号を直交検波し、同相成分および直交成分のベースバンド信号を出力する直交検波器と、

前記ベースバンド信号の同相成分および直交成分をそれぞれ複素数の実数部および虚数部として、前記ベースバンド信号に複素数のウェイトを乗じて加算合成する合成手段と、

前記合成手段により加算合成された合成ベースバンド信号から送信シンボルを判定する判定手段と、

送られてくるはずの既知シンボルを参照信号として発生させる参照信号発生手段と、

前記合成ベースバンド信号と前記参照信号との誤差信号を出力する誤差検出手段と、

前記誤差信号と前記ベースバンド信号から前記各アンテナに対応するウェイトを算出し、このウェイトを逐次的に更新するウェイト計算手段とを有し、

前記ウェイト計算手段に於ける前記各ウェイトの更新量を、前記誤差信号、ステップサイズ関数、および前記各アンテナに対応する前記各ベースバンド信号の積とし、前記ステップサイズ関数の絶対値は時間と共に一定値に収束し、前記ステップサイズ関数はタイムスロットが変わる度に初期化され、その初期値の絶対値は前記収束した一定値よりも大とすることを特徴とする受信装置。

【請求項 4】前記ウェイト計算手段は読み出し専用メモリを備え、前記ステップサイズ関数は前記読み出し専用メモリに記憶されたことを特徴とする請求項 1 または 3 記載の受信装置。

【請求項 5】前記ステップサイズ関数は単調に減少する指数関数と定数の和であることを特徴とする請求項 1 または 3 記載の受信装置。

【請求項 6】前記ステップサイズ関数は適当な時刻まで単調に減少する一次関数であり、前記時刻以降は一定値であることを特徴とする請求項 1 または 3 記載の受信装置。

【請求項 7】前記ステップサイズ関数は第 1 の時刻まで単調に減少する第 1 の一次関数と、次の 2 の時刻まで前記第 1 の一次関数よりも大きな変化率である第 2 の一次関数より成ることを特徴とする請求項 1 または 3 記載の受信装置。

【請求項 8】データをタイムスロットと呼ばれるブロックに時間的に分割して伝送される時分割伝送方式における受信装置であって、

複数のアンテナと、

アンテナ毎に設けられ、アンテナで受信された高周波信号もしくは高周波信号を周波数変換した中間周波信号が供給され、前記高周波信号もしくは前記中間周波信号の公称搬送波周波数と大略等しい周波数のローカル信号により前記高周波信号もしくは前記中間周波信号を直交検波し、同相成分および直交成分のベースバンド信号を出

力する直交検波器と、  
 前記ベースバンド信号の同相成分および直交成分をそれぞれ複素数の実数部および虚数部として、前記ベースバンド信号に複素数のウェイトを乗じて加算合成する合成手段と、  
 前記合成手段により加算合成された合成ベースバンド信号から送信シンボルを判定する判定手段と、  
 受信信号に含まれる既知の信号部分、および前記判定手段の判定結果に対応するベースバンド信号を参照信号として発生させる参照信号発生手段と、  
 前記合成ベースバンド信号と前記参照信号との誤差信号を出力する誤差検出手段と、  
 前記誤差信号と前記ベースバンド信号から前記各アンテナに対応するウェイトを算出し、このウェイトを逐次的に更新するウェイト計算手段とを有し、  
 前記ウェイト計算手段に於ける前記各ウェイトの更新量を、前記誤差信号、ステップサイズ関数、および前記各アンテナに対応する前記各ベースバンド信号の積とし、前記ステップサイズ関数の絶対値は時間と共に一定値に収束し、前記ステップサイズ関数はタイムスロットが変わる度に初期化され、その初期値の絶対値は前記収束した一定値よりも大とすることを特徴とする受信装置。  
 【請求項9】前記ベースバンド信号は、各アンテナの受信信号電力の合計値または前記各アンテナの受信電力の中での最大値により規格化したことを特徴とする請求項1または8記載の受信装置。  
 【請求項10】前記ステップサイズ関数は、各アンテナの受信信号電力の合計値または前記各アンテナの受信電力の中での最大値に反比例した定数を乗じたものであることを特徴とする請求項1または8記載の受信装置。  
 【発明の詳細な説明】  
 【0001】  
 【発明の属する技術分野】本発明は、デジタル変調された無線周波信号の受信に用いられ、複数のアンテナによって同信号を受信する受信装置に関するものである。  
 【0002】  
 【従来の技術】近年移動体通信分野において、秘話性の向上、ISDN(Integrated Services Digital Network)網やコンピュータ等との親和性、周波数資源の有効利用等の観点から、無線通信のデジタル化が進行している。周波数資源を有効利用するためには、同一の周波数(チャネル)の電波をできるだけ近い繰り返し距離で再利用することが望ましい。しかし周波数の繰り返し利用距離を縮めると同一チャネルを使用している近隣の移動局または基地局からの干渉(同一チャネル干渉)が増加するため、伝送品質が低下する問題がある。  
 【0003】ところで、移動通信ではフェージングが発生するため、伝送品質(デジタル通信においては誤り率)が著しく悪化する。このため、通常は2本以上のア

ンテナおよび受信回路(ブランチ)で受信する空間ダイバーシティ受信により、フェージングによる伝送品質劣化を補償している。

【0004】ブランチ合成法すなわち複数の受信回路から出力される信号を一つにまとめる方法としては、受信信号強度(以下、RSSIと表記する)が最も高いブランチの出力を受信出力とする検波後選択合成が最も一般的である。さらに受信特性を改善する合成法としては検波後最大比合成法が知られている。一般に最大比合成を行う場合は、ブランチ毎に復調回路によって得られるベースバンド信号を、直交・同相の2つの成分毎に等しいウェイトでそれぞれ重み付け加算することによって得る。

【0005】上記ダイバーシティ受信は単にフェージングだけでなく、同一チャネル干渉に対しても伝送品質劣化を改善することが知られているが、さらに有効な同一チャネル干渉特性を実現する方式として、「適応ダイバーシティ」「最小自乗合成ダイバーシティ」「LMSアダプティブアレー」等と称する適応アレーダイバーシティ受信機が提案されている。具体的には、特開平7-154129や特開平9-820400公報に同受信機の構成が開示されている。このような適応アレーダイバーシティ受信を行うことにより、同一チャネル干渉が低減され、周波数利用効率を高めることができる。

【0006】この適応アレーダイバーシティ受信機では、2本以上のアンテナで得られた受信信号を複素ベースバンド信号に変換する受信回路が各ブランチ毎に備わっている。そしてウェイト計算部が各複素ベースバンド信号毎に、合成した際に信号が強め合うように振幅方向若しくは位相方向の重み付けをするための複素ウェイトを計算する。各ブランチ毎に求めた複素ウェイト $W_k$ を、それぞれブランチ毎に受信回路から得られた複素ベースバンド信号 $X_k$ ( $k=1, 2, \dots, K$ )に乘じ、さらに各ブランチ毎に重み付けされた複素ベースバンド信号を加算することにより、フェージングをキャンセルした合成ベースバンド信号が得られる。この合成ベースバンド信号を適当なしきい値と比較することにより復調データを抽出する。

【0007】具体的には、個々のアンテナおよび受信回路(ブランチ)で受信し、ブランチ毎に得られるベースバンド信号( $X_1, X_2, \dots$ )にはそれぞれ位相のずれが生じており、各々異なるウェイト( $W_1, W_2, \dots$ )で重み付けすると、各ベースバンド信号の位相を揃えることができる。このように位相を揃えた上で各ベースバンド信号を加算することにより、ノイズレベルを抑えつつ、所望の信号のレベルを大きくすることができる。ここでのウェイト( $W_1, W_2, \dots$ )は、参照信号と合成後の信号との誤差が少なくなるよう、あるいは合成後の複素信号の絶対値が一定になるよう、各ブランチの信号 $X_1, X_2, \dots$ 、および誤差 $E$ を用いて適応

的に逐次更新される。

【0008】ウエイト更新アルゴリズムとしては、タップ付遅延線による線形等化器と同様の最小2乗平均 (Least Mean Square:以降単にLMSと記す) や回帰的  
最小2乗平均 (Recursive Least mean Square:以降単にRLSと記す) アルゴリズムが用いられている。具体的には例えば文献「デジタル無線の変復調技術」(斉藤洋一著、電子情報通信学会編)、または文献「Simon \*

$$W_m(n) = W_m(n-1) + \mu X_m(n-1) E^*(n-1)$$

$$E(n) = D(n) - \sum_{m=1}^M W_m^*(n) X_m(n)$$

$$(n=0, 1, 2, \dots)$$

**W: 複素ウエイト**

**$\mu$ : 固定ステップサイズ**

**X: 複素ベースバンド信号**

**E: 複素誤差信号**

**D: 複素参照信号**

**m: ブランチ数**

**n: シンボル数**

**\*: 複素共役**

【0010】ここでnはトレーニング系列(トレーニング信号)先頭からのシンボル数を単位とした時刻、 $\mu$ はステップサイズである。例えば国際公開特許W097/20400に上記LMSをスペクトル拡散通信に適用したダイバーシティ受信機が開示されている。そして $\mu$ を大とすれば収束が高速となるが収束後の特性が劣化し、さらには発散することが知られている。逆に $\mu$ を小とすれば収束後の特性が向上するが、収束が遅くなる。このため、通常は収束速度をある程度犠牲にして $\mu$ を小とすることが多い。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら上記従来の受信装置では、ウエイト更新アルゴリズムとしてLMSを使用した場合、ウエイトの収束速度が遅いという問題点があり、RLSアルゴリズムを用いれば収束は速いものの計算が極めて複雑となるため、高速な演算回路や規模の大きな複雑な演算回路が必要となる問題点があった。

【0012】本発明の目的は上記問題点を解決し、LMSと演算量がほぼ同等な簡単なアルゴリズムを用い、かつ、高速にウエイトが収束する適応アレーダイバーシティの受信装置を提供することにある。

【0013】

【課題を解決するための手段】本発明は、データをタイムスロットと呼ばれるブロックに時間的に分割して伝送される時分割伝送方式における受信装置であって、ウエ

\*Haykin, Adaptive Filter Theory, 3rd edition, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996」に示されている。中でも(数1)によりウエイトが更新されるLMSアルゴリズムが最も演算が簡単なため、しばしば用いられている。

【0009】

【数1】

イトの更新量を計算する際に用いるステップサイズ関数を各タイムスロットの中で時間の経過に応じて小さくなる関数とし、タイムスロットが変わる度に初期化するように構成した。これにより、LMSと演算量がほぼ同等な簡単なアルゴリズムを用い、かつ、高速にウエイトが収束する適応アレーダイバーシティの受信装置を実現できる。

【0014】

【発明の実施の形態】本発明の請求項1に記載の発明は、各アンテナ毎に個別に設けられ、アンテナで受信された信号を検波してベースバンド信号を出力する検波手段と、このベースバンド信号に複素数のウエイトを乗じて加算合成する合成手段と、この合成手段により加算合成された合成ベースバンド信号から送信シンボルを判定する判定手段と、送られてくるはずの既知シンボルを参照信号として発生させる参照信号発生手段と、合成ベースバンド信号と前記参照信号との誤差信号を出力する誤差検出手段と、誤差信号とベースバンド信号から各アンテナに対応するウエイトを算出し、このウエイトを逐次的に更新するウエイト計算手段とを有し、ウエイト計算手段に於ける各ウエイトの更新量を、誤差信号、ステップサイズ関数、および各ベースバンド信号の積とし、このステップサイズ関数を各タイムスロットの中で時間の経過に応じて小さくなる関数とし、タイムスロットが変わる度に初期化するように構成した受信装置である。この構成により、演算量が少なく、簡単なアルゴリズムを

用いて高速にウェイトを収束させることが出来る。

【0015】本発明の請求項3に記載の発明は、各アンテナで受信された信号を直交検波し、同相成分および直交成分のベースバンド信号を出力する直交検波器と、このベースバンド信号の同相成分および直交成分をそれぞれ複素数の実数部および虚数部として、このベースバンド信号に複素数のウェイトを乗じて加算合成する合成手段と、この合成手段により加算合成された合成ベースバンド信号から送信シンボルを判定する判定手段と、送られてくるはずの既知シンボルを参照信号として発生させる参照信号発生手段と、合成ベースバンド信号と前記参照信号との誤差信号を出力する誤差検出手段と、誤差信号とベースバンド信号から各アンテナに対応するウェイトを算出し、このウェイトを逐次的に更新するウェイト計算手段とを有し、このウェイト計算手段に於ける各ウェイトの更新量を、誤差信号、ステップサイズ関数、および各アンテナに対応する前記各ベースバンド信号の積とし、このステップサイズ関数の絶対値は時間と共に一定値に収束し、ステップサイズ関数はタイムスロットが変わる度に初期化され、その初期値の絶対値は前記収束した一定値よりも大とする受信装置である。この構成により、重み係数収束アルゴリズムのステップサイズを固定ではなく、ステップサイズ関数として可変ゲインとしたことにより、収束速度を高速にできる。

【0016】本発明の請求項4に記載の発明は、ウェイト計算手段は読み出し専用メモリを備え、ステップサイズ関数は前記読み出し専用メモリに記憶した構成としたものである。この構成により、ステップサイズ関数を専用メモリに記憶することにより、ステップサイズ関数のための演算が不必要になる。

【0017】本発明の請求項5に記載の発明は、ステップサイズ関数は単調に減少する指数関数と定数の和としたものである。この構成により、ウェイト更新アルゴリズムをハードウェアで構成する場合、ビットシフトと和の計算のみでステップサイズ関数を構成できる。

【0018】本発明の請求項6に記載の発明は、ステップサイズ関数は適当な時刻まで単調に減少する一次関数とし、前記時刻以降は一定値とする。この構成により、ステップサイズ関数演算が簡略化できる。

【0019】本発明の請求項9に記載の発明は、ベースバンド信号を各アンテナの受信信号電力の合計値または各アンテナの受信電力の中での最大値で規格化したものとする。この構成により、高周波増幅部あるいは中間周波増幅部に自動利得制御（AGC）増幅器を有さない受信機においても、ウェイト更新の収束速度を高速化する。

【0020】本発明の請求項10に記載の発明は、ステップサイズ関数を各アンテナの受信信号電力の合計値または各アンテナの受信電力の中での最大値に反比例した定数を乗じた構成とする。この構成により、ウェイト更

新の収束速度をさらに高速化する。

【0021】以下、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【0022】（実施の形態1）図1は本発明の実施の形態1による受信装置の構成図、図2は同ステップサイズ関数の動作図、図3は同単調に減少する指数関数と定数の和を実現する回路図、図4は同単調に減少する指数関数の例を示すグラフ、図5は同単調に減少する一次関数を実現する回路図、図6は同単調に減少する一次関数の例を示すグラフである。

【0023】図1において、1はアンテナである。2は各ブランチ毎にアンテナ1で得られた受信信号を複素ベースバンド信号に変換する受信回路である。受信信号は直交変調されており、同相成分と直交成分が含まれている。ここでの複素ベースバンド信号とは、これら同相成分および直交成分をそれぞれ実部および虚部に対応させた信号である。受信回路2において、21は高周波回路である。22はバンドパスフィルタである。23は自動利得制御（AGC）増幅器である。25は直交検波器である。

【0024】30は各ブランチの複素ウェイトを計算するウェイト計算部である。100は、ウェイト計算部30で生成された各ブランチ毎の複素ウェイトと各受信回路2から出力する複素ベースバンド信号とを乗算する複素乗算部である。15は各ブランチの受信回路2から出力される複素ベースバンド信号を複素乗算部100を経た後に加算する複素加算部である。16は、複素加算部15から出力される合成複素ベースバンド信号を適当なしきい値と比較し、送信データを判定する判定部である。

【0025】40はトレーニング系列と称する既知シンボルを格納するトレーニング信号発生部である。送信側では送信データの一部に定期的に既知シンボル（トレーニング系列）を挿入しており、トレーニング信号発生部40はこの既知シンボル（トレーニング系列）と同じデータを出力する。19は、複素ベースバンド信号である参照信号Dと、複素加算部15で合成された複素ベースバンド信号との差を誤差信号Eとして出力する複素判定誤差検出部である。ここで参照信号Dは、判定部16で判定された復調データに対応する信号である場合、あるいはトレーニング信号発生部40から得られる既知シンボルに対応する信号である場合がある。

【0026】以下、動作を説明する。まずアンテナ1で信号を受信し、受信された信号を高周波回路21、バンドパスフィルタ22、自動利得制御（AGC）増幅器23、直交検波器25と通過させて、受信信号の同相成分および直交成分をそれぞれ実部および虚部に対応させた複素ベースバンド信号を得る。ブランチ毎に受信回路2から得られた複素ベースバンド信号 $X_k$ （ $k=1, 2, \dots, K$ ）は、ウェイト計算部30からの複素ウェ

イト  $W_k$  により複素乗算部 100 で重み付けされる。

【0027】各ブランチの複素乗算部 100 で重み付けされた複素ベースバンド信号は複素加算部 15 で合成される。判定部 16 で合成複素ベースバンド信号を適当なしきい値と比較することにより、送信側が送ろうとする正味のデータが判定され、判定部 16 より復調データとして出力する。

【0028】トレーニング信号発生部 40 は送信データに挿入されたトレーニング系列と同じデータを発生させる。複素判定誤差検出部 19 では判定部 16 で判定され\*

$$W_m(n) = W_m(n-1) + G(n) X_m(n-1) E^*(n-1)$$

$$(n=0, 1, 2, \dots)$$

$$E(n) = D(n) - \sum_{m=1}^M W_m^*(n) X_m(n)$$

$$G(n) = \frac{\mu}{1 - (1 - \mu)^{n+1}}$$

#### G: ステップサイズ関数

【0030】ここで\*は複素共役を示す。G(n) はステップサイズ関数であり、(数1) と比べれば明らかにようにG(n) を固定定数  $\mu$  とするとLMSと同じ式となる。従って計算量は(数1)、即ち従来のLMSアルゴリズムと同一である。

【0031】次にステップサイズ関数G(n) について説明する。TDMA方式を用いたデジタル通信の場合、アクセス方式の如何に関わらず送信データをタイムスロットと呼ばれるブロックに時間的に分割して伝送される場合が多い。図2にユーザ(相手局)1とユーザ(相手局)2が各々スロット1とスロット3を使用して通信している例を示す。一般に、タイムスロットの先頭部分にパイロット信号(トレーニング信号)やブリアンブルと呼ばれる既知シンボルが挿入される。尚、図2の例ではスロット2は使用されていない。

【0032】図2に示すように、各スロットの先頭でステップサイズ関数G(n) を初期化(n=0)してG(0)からスタートする。G(n) はnの増加と共に通常のLMSにおいて収束後の特性が十分得られる程度の小さい値に漸近または一致する関数とし、図2に示すように一つのスロットの期間中に減少して値  $\mu$  に漸近または一致する。そして同関数の初期値G(0)は、初期における収束を早めるために、一般にG(0) >  $\mu$  である。(数2)のG(n)の式はその一例である。

【0033】移動通信では、フェージングにより伝搬特性が変動することが多く、またTDMA方式では各スロットで相手局が異なるので、スロット毎に伝搬環境が異なる。前述のように各スロットの先頭でステップサイズ関数G(n) を初期化(n=0)してG(0)からスタ

\*た復調データに対応する、あるいはトレーニング信号発生部40から得られる既知シンボルに対応する理想的な複素ベースバンド信号である参照信号Dと、複素加算部15で合成された複素ベースバンド信号との差を求め、誤差信号Eとして出力する。ウェイト計算部30は次に示す(数2)により各ブランチの複素ウェイトを計算する。

【0029】

【数2】

ートすることにより、各のスロットで相手局が異なっても対応可能である。

【0034】なお、同じ相手局に対して連続したスロットを使用し、かつフェージング変動が少ない場合には、スロット毎のステップサイズ関数の初期化は行わなくても良い。

【0035】このようにLMSアルゴリズムにおけるステップサイズを、定数ではなく時間とともに変化する関数としたことにより、初期における収束を早め、しかも収束後の特性を所望の値に設定できる。従って通常のLMSと同程度の演算量で収束速度を高速化できる。

【0036】なお、(数2)のステップサイズ関数G(n)は、これを直接演算せず、事前に演算した結果をメモリに蓄積しておき、必要時にメモリから読み込む構成としても良い。この場合、演算量の削減を行うことができる。

【0037】また、(数2)の関数に代えて、単調に減少する指数関数と定数の和であらわされる(数3)をステップサイズ関数として使用してもよい。

【0038】

【数3】

$$G(n) = r^n + B \quad (n=0, 1, 2, \dots), \quad (0 < r < 1)$$

B: 定数

【0039】この関数をハードウェアで発生する場合、G(n)の演算はビットシフトと和で行えるので、図3に示す構成により実現できる。図3において、50は右1ビットシフト回路である。51は右2ビットシフト回路である。52は1シンボル遅延させるレジスタであ

11

る。53および54は加算器である。

【0040】まずレジスタ52に初期値を入力する。次にレジスタから加算器53へ出力され定数Bが加えられステップサイズ関数G(n)として出力される。また、レジスタ52出力は右1ビットシフト回路50、右2ビットシフト回路51へそれぞれ入力され、各回路にて0.5倍、0.25倍されて、加算器54で足されてレジスタ52に入力される。この場合のG(n)のグラフを図4に示す。これにより、単調に減少する指数関数と\*

$$G(n) = c \cdot n + D \quad (n \leq k)$$

$$G(n) = z \quad (n > k) \quad (n = 0, 1, 2, \dots)$$

c, D, k, z : 定数

$$c < 0$$

【0043】この関数をハードウェアで発生する場合の構成を図5に示す。52は1シンボル遅延させるレジスタである。図5において、53は加算器である。55は減算器である。

【0044】まずレジスタ52の初期値を設定する。次にレジスタ52から加算器53へ出力され定数bが加えられステップサイズ関数として出力される。また、レジスタ52出力は減算器55で定数aが加えられレジスタ52に入力される。この場合のG(n)のグラフを図6に示す。この場合も、G(n)を予め格納するメモリに※

12

\* 定数の和であらわされるG(n)が実現できる。この場合、G(n)を予め格納するメモリに代えて上記のような簡単な回路でG(n)を発生できるので、回路規模の削減が可能である。

【0041】あるいは、ステップサイズ関数G(n)として、単調に減少する一次関数であらわされる(数4)をステップサイズ関数として使用しても良い。

【0042】

【数4】

※代えて上記のような簡単な回路でG(n)を発生できるので、回路規模の削減が可能である。

【0045】さらに、(数2)の第二項、つまり複素ベースバンド信号を各アンテナの受信信号電力の合計値または各アンテナの受信電力の中での最大値で規格化した(数5)または(数6)をウェイト更新アルゴリズムとして使用してもよい。

【0046】

【数5】

$$W_m(n) = W(n-1) + \frac{1}{\sum_{m=1}^M X_m^*(n-1) X_m(n-1)} G(n) X_m(n-1) E^*(n-1) \quad (n = 0, 1, 2, \dots)$$

$$E(n) = D(n) - \sum_{m=1}^M W_m^*(n) X_m(n)$$

【0047】

★ ★ 【数6】

$$W_m(n) = W(n-1) + \frac{1}{\max_{m=1}^M \{X_m^*(n-1) X_m(n-1)\}} G(n) X_m(n-1) E^*(n-1) \quad (n = 0, 1, 2, \dots)$$

$$E(n) = D(n) - \sum_{m=1}^M W_m^*(n) X_m(n)$$

max{Am}は、A1, A2, ..., AMの中での最大値を示す。

【0048】この場合、(数5)においてステップサイズ関数を固定定数とすると、NLMS(Normalized LMS)あるいは学習同定法と呼ばれている式と等価になる。NLMSはLMSを高速化させるアルゴリズムとして知られており、本発明は上記のようにNL

MSにも容易に適用可能である。これにより、さらに高速にウェイト更新アルゴリズムを収束させることができる。

【0049】また、(数2)の第二項のステップサイズ関数G(n)を各アンテナの受信信号電力の合計値また



は各アンテナの受信電力の中での最大値の初期値（通信開始時あるいはスロット先頭での値）を使用して規格化した（数 7）または（数 8）をウェイト更新アルゴリズム

\* ムとして使用してもよい。

【0050】

【数 7】

$$W_m(n) = W_m(n-1) + \frac{1}{\sum_{m=1}^M X_m^*(0) X_m(0)} G(n) X_m(n-1) E^*(n-1) \quad (n=0, 1, 2, \dots)$$

$$E(n) = D(n) - \sum_{m=1}^M W_m^*(n) X_m(n)$$

【0051】

※ ※ 【数 8】

$$W_m(n) = W_m(n-1) + \frac{1}{\max_{m=1}^M \{X_m^*(0) X_m(0)\}} G(n) X_m(n-1) E^*(n-1) \quad (n=0, 1, 2, \dots)$$

$$E(n) = D(n) - \sum_{m=1}^M W_m^*(n) X_m(n)$$

【0052】これにより、さらに高速にウェイト更新アルゴリズムを収束させることができ、演算量を削減できる。

【0053】またステップサイズ関数  $G(n)$  として、複数の一次関数を複合したステップサイズ関数として使用しても良い。この場合の  $G(n)$  の例を図 7 に示す。図 7 においてステップサイズ関数は、初期区間 ( $n \leq k1$ ) では単調に減少する第 1 の一次関数とし、中間区間 ( $k1 < n \leq k2$ ) では前記第 1 の一次関数よりも大きな変化率である第 2 の一次関数とする。また ( $n > k2$ ) では他の一次関数とするか、または一定値としても良い。

【0054】

【発明の効果】本発明は適応アレーダイバーシティ受信における LMS アルゴリズムに対し、ステップサイズ関数  $G(n)$  を使用することにより、通常の LMS と同程度の演算量で RLS 並みの高速な収束速度を実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施の形態 1 による受信装置の構成図

【図 2】本発明の実施の形態 1 によるステップサイズ関数の動作図

【図 3】本発明の実施の形態 1 による単調に減少する指

数関数と定数の和を実現する回路図

【図 4】本発明の実施の形態 1 による単調に減少する指数関数の例を示すグラフ

【図 5】本発明の実施の形態 1 による単調に減少する一次関数を実現する回路図

【図 6】本発明の実施の形態 1 による単調に減少する一次関数の例を示すグラフ

【図 7】本発明の実施の形態 2 による複数の一次関数を複合した例を示すグラフ

【符号の説明】

1 アンテナ

2 受信回路

15 複素加算部

16 判定部

19 複素判定誤差検出部

21 高周波回路

22 バンドパスフィルタ

23 自動利得制御 (AGC) 増幅器

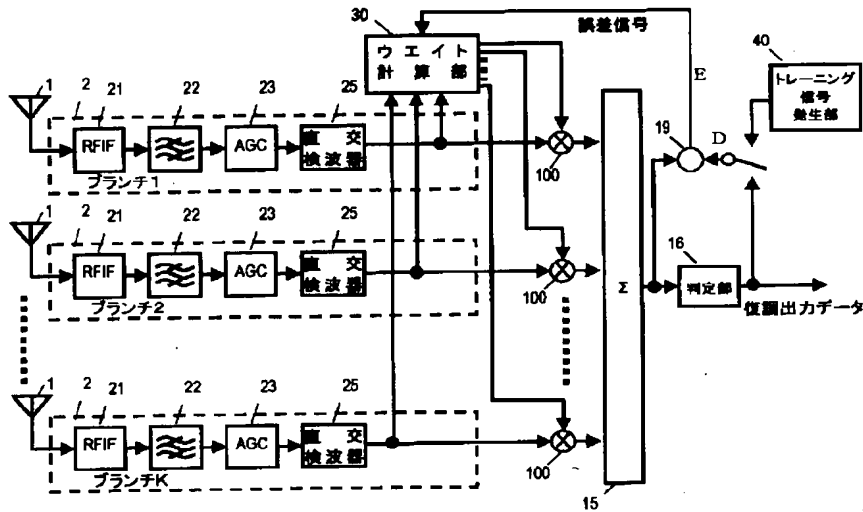
25 直交検波器

30 ウェイト計算部

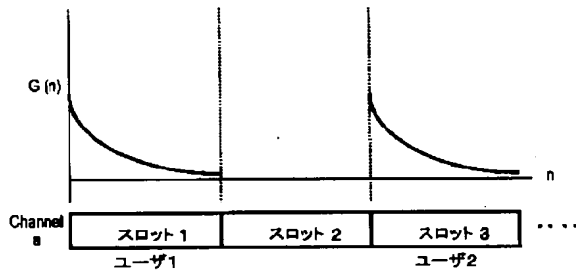
40 トレーニング信号発生部

100 複素乗算部

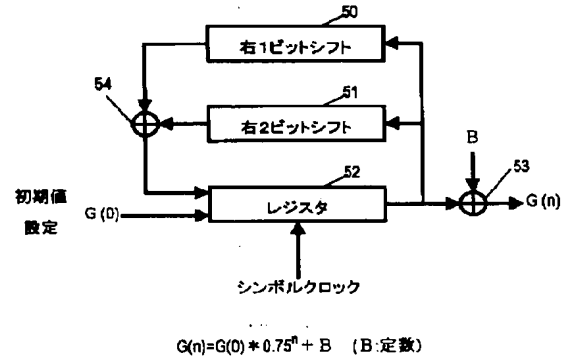
【図1】



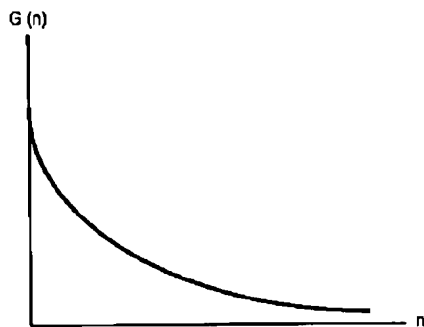
【図2】



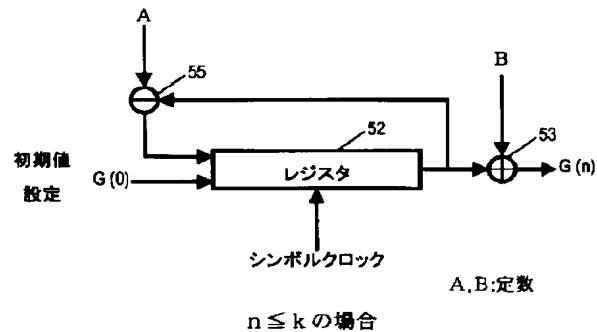
【図3】



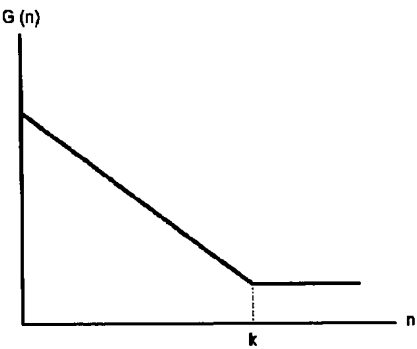
【図4】



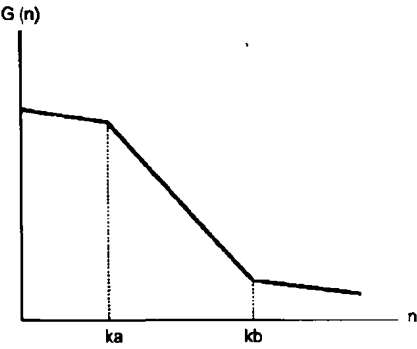
【図5】



【図 6】



【図 7】



フロントページの続き

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>  
H 0 4 L 1/06

識別記号

F I  
H 0 4 B 7/26

テーマコード (参考)  
K